

Rec'd PC TO 08 APR 2005 (j)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-153548
 (43)Date of publication of application : 23.05.2003

(51)Int.Cl.

H02M 7/48

(21)Application number : 2001-349663

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 15.11.2001

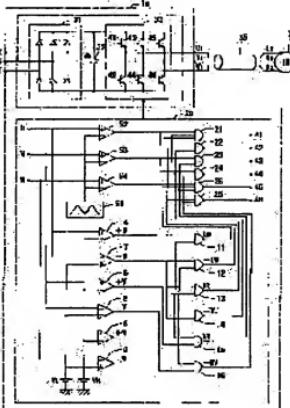
(72)Inventor : KANEHARA YOSHIHIDE

(54) PWM DRIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a PWM driver where surge voltage about four times as high as the switching voltage is not generated during operation.

SOLUTION: A PWM driver has an inverter for converting DC power into AC power of variable frequency and variable voltage, bridge-connecting a switching element, and a control unit for outputting a control signal for turning on and off the switching element of the inverter by the comparative operation of a three-phase command value and a triangular wave signal. The PWM driver controls the drive of a motor. The control unit 2a stops the control signal of the switching element equivalent to the two phases having come to the same value, for a specified time within the one cycle of the triangular wave signal, centering upon the point of time when the two among three-phase command values come to the same value.



LEGAL STATUS

- [Date of request for examination] 01.10.2004
- [Date of sending the examiner's decision of rejection]
- [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
- [Date of final disposal for application]
- [Patent number]
- [Date of registration]
- [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-153548

(P2003-153548A)

(43) 公開日 平成15年5月23日 (2003. 5. 23)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 2 M 7/48

識別記号

F I
H 0 2 M 7/48テ-マコード(参考)
F 5 H 0 0 7

審査請求 未請求 請求項の数 5 O.L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2001-349663(P2001-349663)

(22) 出願日 平成13年11月15日 (2001. 11. 15)

(71) 出願人 000006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 金原 好秀
 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
 三菱電機株式会社内

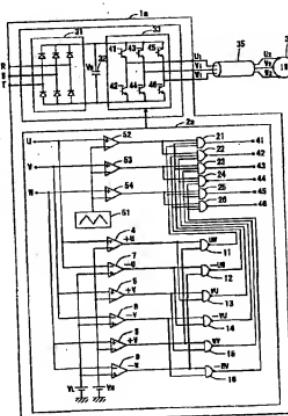
(74) 代理人 100102439
 弁理士 宮田 金雄 (外1名)
 F ターム(参考) 5H007 AA01 AA03 AA06 BB06 CA01
 CB02 CB04 CB05 CC07 DA01
 DA06 DB02 EA03 EA06 EA15
 EA16 FA01 FA13

(54) 【発明の名称】 PWM駆動装置

(57) 【要約】

【課題】 運転中に大きさがスイッチング電圧の約4倍に相当するサージ電圧が発生しないPWM駆動装置を得る。

【解決手段】 スイッチング素子をブリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、を有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、制御部2aは、3相指令値の内2つが同一値になる時点を中心にして、三角波信号の1周期以内である所定時間、同一値となった2相に該当するスイッチング素子の制御信号を停止する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】スイッチング素子をプリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、前記インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、を有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、前記制御部は、前記3相指令値の内2相の指令値が同一値になる時点を中心に、前記三角波信号の1周期以内である所定時間、前記同一値となった2相に該当する前記スイッチング素子の制御信号を停止するようにしたことを特徴とするPWM駆動装置。

【請求項2】前記制御部は、前記PWM駆動装置と前記電動機とを接続するケーブルの長さを考慮した所定値を求め、前記3相指令値が最大値側にある場合は、前記三角波信号の最大値から前記所定値を減算して求めた第1の基準電圧と前記3相指令値と比較し、前記3相指令値が最小値側にある場合は、前記三角波信号の最小値から前記所定値を加算して求めた第2の基準電圧と前記3相指令値と比較することにより、前記スイッチング素子の制御信号を停止する時間を演算するようにしたことを特徴とする請求項1記載のPWM駆動装置。

【請求項3】スイッチング素子をプリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、前記インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、を有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、前記制御部は、前記三角波信号の周波数を変更とともに、前記3相指令値の内2相の指令値が振幅の最大値付近で同一値になる時点には前記三角波信号の振幅の最小値となるように、また前記3相指令値の内2相の指令値が振幅の最小値付近で同一電圧になる時点には前記三角波信号の振幅の最大値となるように、前記三角波信号の位相を制御するようにしたことを特徴とするPWM駆動装置。

【請求項4】前記制御部は、前記三角波信号の周波数を f_t 、出力周波数を f_o とした場合、下式により前記三角波信号の周波数を変更するようにしたことを特徴とする請求項3記載のPWM駆動装置。

$$f_t = 6N \cdot f_o + 3 \quad (\text{ただし、} N \text{は整数})$$

【請求項5】前記制御部は、出力周波数が、前記3相指令値の最大値が前記三角波信号の最大値となる周波数以上となる場合に、前記三角波信号の周波数を変更するようにしたことを特徴とする請求項3または請求項4記載のPWM駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【00001】

【発明の属する技術分野】この発明は、電動機を駆動制御するPWM駆動装置に関する。

【0002】

【從来の技術】

【0003】インバータ制御装置によって生成されたサージ電圧がケーブル中を伝播し、機器とインバータ制御装置との間で反射を経ながら過電圧を発生させること、およびサージ電圧が機器内部を伝播する時に不平衝な電位分布を持ちコイル間やコイル内の各ターン間で過大な電位差が生じる可能性があることが知られている（電気学会技術報告第739号（ISSN0919-9199）「インバータサージの絶縁システムへの影響」1999年8月、12頁～20頁に記載）。

【0004】図8は從来のインバータ制御装置による電動機駆動システムの構成を示す図である。図において、30はインバータ制御装置、31はコンバータ部、32はコンデンサ、33はスイッチング素子41～46をプリッジ接続したインバータ部、34はインバータ部33のスイッチング素子41～46をオン／オフする制御信号を出力する制御部である。また、35はU相、V相、W相の電線3本またはアース線を含む4本を同一の絶縁体で束ねたもので、インバータ制御装置30と電動機36とを接続するケーブルである。また、51は三角波信号を出力する三角波発生器、52、53、54は各々3相指令値U、V、Wと三角波信号とを比較する比較器、55、56、57は極性を反転させるNOT回路である。

【0005】從来のインバータ制御装置30の動作について説明する。コンバータ部31は交流電力(R、S、T)を直流電力に変換し、変換した直流電力をコンデンサ32にて平滑して、直流中間回路電圧となる直流電圧 V_d を得る。また、制御部34は、三角波発生器51から出力される三角波信号と3相指令値U、V、Wとを比較して、インバータ部33のスイッチング素子41～46をオン／オフする制御信号を出力する。3相指令値U、V、Wと比較する三角波信号の周波数（以後、キャリア周波数と記す） f_t は、3相指令値U、V、Wの周波数に比べてはるかに高い周波数であり、例えば、出力周波数 f_o が0～50Hzまたは0～60Hzの場合、キャリア周波数 f_t は2～15kHzを使用している。インバータ部33は、制御部34から出力される制御信号に基づきスイッチング素子41～46をオン／オフ制御することにより、直流電圧 V_d から3相交流電圧を作成する。インバータ制御装置30は、インバータ部33で変換した3相交流電圧を端子U1、V1、W1から出力し、ケーブル35を経由して電動機36の端子U2、V2、W2に供給し、電動機36を駆動制御する。

【0006】また、ケーブル35の長さは、配線距離（電動機36とインバータ制御装置30の設置位置）によつて異なり、数mから数百mにもなる。また、ケーブル35は各線間が近接した状態であり、かつ長さがあるのでため、分布常数線路として作用し、その特性インピーダンスは一般に約50Ω程度である。一方、電動機36の

端子U2, V2, W2間のインダクタンスは $1 \text{ mH} \sim \text{数mH}$ であり、高い周波数においては非常に高い値のインピーダンスとなる。

【0007】すなわち、従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムは、インバータ制御装置30の出力に分布常数線路として作用するケーブル35を接続し、負荷として高周波においてインピーダンスの高い電動機36を接続したものである。

【0008】図9は従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、長さ3000mのケーブル35を使用した時のインバータ制御装置30および電動機36の端子U2, W2間の電圧波形、(a)はインバータ制御装置30の出力端子U1, W1間の電圧波形である。図において、 T_{d} はケーブルの伝送時間、 V_{sg11} はサージ電圧のピーク値である。

【0009】インバータ制御装置30から出力される交流電圧は、約300Vの直流電圧からインバータ部33のスイッチング素子41～46をオン/オフ制御することにより作成される。インバータ部33に使用するスイッチング素子41～46は、IGBTやMOSFET等の高速スイッチング素子であり、立ち上がり、立ち下がりは非常に速いため、インバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形は図9 (b) に示すような波形となる。また、電動機36の端子U2, W2間の電圧波形は図9 (a) に示すように、インバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形の電圧の立ち上がり (図9 (b)) に対し、ケーブルの伝送時間 T_{d} (約1.8μs) 遅れて立ち上がり、ピークの電圧が約580Vとスイッチング電圧 (U1, W1間の電圧) の約2倍弱となるサージ電圧 V_{sg11} が発生する。電動機36の端子U2, W2間の電圧波形は、サージ電圧 V_{sg11} から数回の減衰振動を経て、インバータ制御装置30の出力電圧に収束する電圧波形となる。この時のサージ電圧の周波数は約116kHzである。

【0010】図10は従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、長さ100mのケーブル35を使用した時のインバータ制御装置30および電動機36の端子U2, W2間の電圧波形、(a)はインバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形である。図において、 T_{d} はケーブルの伝送時間、 V_{sg12} はサージ電圧のピーク値である。

【0011】また、長さ100mのケーブル35を使用した時の電動機36の端子U2, W2間の電圧波形は、図10 (a) に示すように、インバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形の電圧の立ち上がり (図10 (b)) に対し、ケーブルの伝送時間 T_{d} (約0.6μs) 遅れて立ち上がり、ピークの電圧が約590Vとスイッチング電圧 (U1, W1間の電圧) の約2倍弱となる

サージ電圧 V_{sg12} が発生する。この時のサージ電圧の周波数は約330kHzである。

【0012】図9と図10とを比較すると、使用するケーブル35のケーブル長が短い方が、サージ電圧が若干高く、減衰する度合いが少ない。これは、サージ電圧の減衰は、主としてインバータ制御装置30の出力インピーダンスと電動機36のインピーダンスによるが、ケーブル35が長いと、ケーブルの伝送損失が増加するためと考えられる。ケーブルの種類も各種あるが、一般に使われるビニール被覆の絶縁電線はほぼ同様の伝送損失がある。

【0013】図11は従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、インバータ制御装置の運転におけるインバータ制御装置30および電動機36の端子電圧波形を示す図で、(a)は電動機36の端子U2, W2間の電圧波形、(b)はインバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形である。図において、 V_{sg13} はサージ電圧のピーク値である。また、図12は従来のインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図で、

20 (a)はインバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形、(b)はインバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧を PWM 変調した正弦波と同等の波形、(c)は3相指令値である。図において、 t_{sg13} は線間電圧の極性が切り換わる時点である。

【0014】図13は従来のインバータ制御装置の運転におけるインバータ制御装置30および電動機36の各種電圧波形を示す図で、(a)は電動機35の端子U2, W2間の電圧波形、(b)はインバータ制御装置30の端子U1, W1間の電圧波形、(c)はインバータ制御装置30のU相出力電圧波形、(d)はインバータ制御装置30のV相出力電圧波形、(e)はインバータ制御装置30のW相出力電圧波形である。図において、 t_{sg13} は線間電圧の極性が切り換わる時点、 V_{sg13} はサージ電圧のピーク値である。

【0015】図11～図13により、インバータ制御装置30の運転において、線間電圧の極性が切り換わる時、例えばインバータ出力U1が所定時間立ち上がった直後にインバータ出力W1が所定時間立ち上がった時 (図11 (b)) に発生するサージ電圧 V_{sg13} について説明する。

【0016】インバータ制御装置30が、図12 (c) に示す3相指令値で運転している時、U1, W1間電圧は図12 (b) の波形で示され、インバータ制御装置30の端子U1, W1間からは図12 (a) に示す波形の電圧が放出される。図12 (a) における t_{sg13} が、線間電圧の極性が切り換わる時点である。

【0017】インバータ制御装置の運転中、線間電圧の極性が切り換わる時点 t_{sg13} (図13 (b)、図12 (a) の t_{sg13} に相当) において、電動機35の端子U2, W2間には、ピークの電圧が約960Vのサージ電圧

V_{sg13} が発生する(図13(a))。サージ電圧 V_{sg13} は、線間電圧の極性が切り換わりとサージ電圧の振動の位相とが重なった時に発生する。図13(c)、図13(d)、図13(e)に示すように、 t_{sg13} においては、U1相パルスの直後、W1相パルスが発生しており、この時にはV1相は変化していない。

【0018】図13(a)における V_{sg13} 以外のサージ電圧は、上述のサージ電圧 V_{sg11} (図9)、サージ電圧 V_{sg12} (図10)と同等のものであり、ピークの電圧が約6000V以下のサージ電圧である。サージ電圧 V_{sg13} の発生は、上述のサージ電圧 V_{sg11} (図9)、サージ電圧 V_{sg12} (図10)の発生より頻度が少ないが、図12(a)および図11(a)に示すように約10000Vといいう高い電圧となる。

【0019】図11～図13に示したサージ電圧 V_{sg13} は、理論的にはインバータ制御装置3のスイッチング電圧(図11(b)に示したU1、W1間の電圧、3.28V、3.36V)の4倍の12000V程度になるが、サージ電圧の振動の減衰により10000V程度の電圧となる。電動機3の巻線の耐絶縁電圧は、短時間においてはこの程度の電圧には耐えるよう選定されているが、維持してこのような電圧が加えられると劣化が進み、寿命が短くなる可能性がある。

【0020】さらに、4000V系のインバータ制御装置3においては、直流電圧 V_{dc} は6000Vになり、同様な電圧が発生すると、20000Vものサージ電圧がモータ端子間に発生することになり、このような高い電圧に耐える絶縁被覆を有する電線を使用して電動機3を構成すると、電動機のコストが高くなる。また、絶縁被覆の表面にコロナ放電が発生し、絶縁被覆の劣化を生じ、寿命が短くなる。

【0021】上述のように、図9、図10に示したようなスイッチング電圧の2倍のサージ電圧 V_{sg11} 、 V_{sg12} が発生することには電動機3の絶縁は耐えることができるが、図11～図13に示したようなスイッチング電圧の4倍のサージ電圧 V_{sg13} が発生すると、絶縁劣化等の問題が発生する。図13(a)に示すように、 V_{sg13} 以外のサージ電圧は2倍のサージ電圧以下であり、スイッチング電圧の4倍のサージ電圧 V_{sg13} を取り除けば電動機3の絶縁対策として有効である。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】上記のような従来のインバータ制御装置では、図11～図13に示したように、線間電圧の極性の切り換え時に、大きさがスイッチング電圧の約4倍に相当する高いサージ電圧 V_{sg13} が発生することがあり、モータの絶縁を劣化させるという問題点があった。

【0023】この発明は上述のような課題を解決するためになされたもので、運転中に大きさがスイッチング電圧の約4倍に相当するサージ電圧が発生しないPWM駆

動装置を得ることを目的とする。

【0024】

【課題を解決するための手段】この発明のPWM駆動装置は、スイッチング素子をブリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、前記インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、を有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、前記制御部は、前記3相指令値の内2相の指令値が同一値になる時点を中心とし、前記三角波信号の1周期以内である所定時間、前記同一値となった2相に該当する前記スイッチング素子の制御信号を停止するようにしたものである。

【0025】また、制御部は、前記PWM駆動装置と前記電動機とを接続するケーブルの長さを考慮した所定値を求め、前記3相指令値が最大値側にある場合は、前記三角波信号の最大値から前記所定値を減算して求めた第1の基準電圧と前記3相指令値と比較し、前記3相指令値が最小値側にある場合は、前記三角波信号の最小値から前記所定値を加算して求めた第2の基準電圧と前記3相指令値と比較することにより、前記スイッチング素子の制御信号を停止する時間を演算するようにしたものである。

【0026】また、この発明のPWM駆動装置は、スイッチング素子をブリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、前記インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、を有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、前記制御部は、前記三角波信号の周波数を変更するとともに、前記3相指令値の内2相の指令値が振幅の最大値付近で同一値になる時点には前記三角波信号の振幅の最小値となるよう、また前記3相指令値の内2相の指令値が振幅の最小値付近で同一電圧になる時点には前記三角波信号の振幅の最大値となるよう、前記三角波信号の位相を制御するようにしたものをである。

【0027】さらに、制御部は、前記三角波信号の周波数を f_1 、出力周波数を f_0 とした場合、下式により前記3相波信号の周波数を変更するようにしたものである。

$$f_1 = 6N \cdot f_0 + 3 \quad (\text{ただし、} N \text{は整数})$$

【0028】さらにまた、制御部は、出力周波数が、前記3相指令値の最大値が前記三角波信号の最大値となる周波数以上となる場合に、前記三角波信号の周波数を変更するようにしたものである。

【0029】

【発明の実施の形態】実施の形態1、図1はこの発明の実施の形態1に係るPWM駆動装置としてのPWMインバータ制御装置の構成を示す図である。図において、3

50 1～3.3、3.5、3.6、4.1～4.6、5.1～5.4は、図

8と同様であり、その説明を省略する。また、1aはPWM駆動装置としてのPWMインバータ制御装置、2aはインバータ部3のスイッチング素子41～46をオン／オフする制御信号を出力する制御部である。また、4～6は3相指令値U、V、Wと後述の第1の基準電圧V_Hとを比較し、電圧が同一になる相との積により最大値側のパルス幅T_xのパルスを出力する比較器、7～9は3相指令値U、V、Wと後述の第2の基準電圧V_Lとを比較し、電圧が同一になる相との積により最小値側のパルス幅T_xのパルスを出力する比較器である。

【0030】また、11～16は3相指令値U、V、Wの正側、負側の各2相（例えば、U相正側とV相正側、V相正側とW相正側、U相正側とU相負側とV相負側、V相負側とW相負側、W相負側とU相負側）において、同時にパルス幅T_xのパルスを出力する場合に、0を出力するNAND回路である。また、21、23、25は同時にパルス幅T_xのパルスを出力しているかを判断するNAND回路1、1、3、1、5の出力により、比較器5～54の出力を停止するか否かの判断をするAND回路である。また、22、24、26は同時にパルス幅T_xのパルスを出力しているかを判断するNAND回路1、2、1、4、1、6の出力により、比較器52～54の出力を停止するか否かの判断をするNAND回路である。

【0031】図2はこの発明の実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図で、(a)は3相指令値U、V、Wと三角波信号との関係を示す図、(b)はU相のパルス波形、(c)はW相のパルス波形、(d)は電動機3の端子U2、W2間の電圧波形、(e)はパルス幅T_xのパルス波形、(f)は電動機3の端子U2、W2間の電圧波形である。図において、V_Hはパルス幅T_xを求める第1の基準電圧、V_Lはパルス幅T_xを求める第2の基準電圧、V_aは第1の基準電圧V_H、第2の基準電圧V_Lを求める設定値、t_{sg1}は4Eのサージ電圧V_{sg1}が発生する時点である。また、P_{u1}はU相のパルス、P_{w1}はW相のパルス、Eはスイッチング電圧、V_{sg1}はピーク値が4Eとなるサージ電圧である。

【0032】図2(a)のt_{sg1}に示すように、3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時（図ではU相、W相）において、三角波信号の頂点が重なった場合、図2(b)、(c)に示すP_{u1}、P_{w1}といったような幅の狭いパルスが発出される。この幅の狭いパルスP_{u1}

、P_{w1}が発生すると、図2(d)に示すように、電動機3の端子U2、W2間では、正のパルスに引き続いで負のパルスが発出され、4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}が発生する。ただし、この幅の狭いパルスP_{u1}

、P_{w1}の発生時であるt_{sg1}において、4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}が発生する以外は、2倍程度のサージ電圧である。

【0033】3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時において、三角波信号の頂点が重なった場合t_{sg1}（図2(a)）に、図2(d)に示す4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}が発生する原因となる幅の狭いパルスP_{u1}、P_{w1}が発生する期間（図2(b)、(c)）を含むパルス幅T_x（図2(e)）だけ出力を停止することにより、図2(f)に示すような4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}を含まない電圧波形を得る。ただし、パルス幅T_xは、3相指令値の電圧が一致した時点 t_{sg1}を中心として、ケーブルの伝送時間の10倍以上の値で、三角波信号の1周期以内の値とする。

【0034】比較器4～6の基準値である第1の基準電圧V_H、第2の基準電圧V_Lを算出するために設定値V_aを、出力を停止するパルス幅T_x（図2(e)）を考慮して、図2(a)に示すように設定する。第1の基準電圧V_Hは三角波信号のピーク電圧の最大値より設定値V_a低い値とし、第2の基準電圧V_Lは三角波信号のピーク電圧の最小値より設定値V_a高い値となる。

【0035】図1、図2により、実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置1aにおける制御部2aの動作について説明する。

【0036】比較器5～54では、従来同様、3相指令値U、V、Wと三角波発生器5～1から出力される三角波信号とを比較し、インバータ部3のスイッチング素子41～46をオン／オフ制御する制御信号を作成する。ただし、3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時（図ではU相、W相）において、三角波信号の頂点が重なった場合、図2(b)、(c)に示すP_{u1}、P_{w1}といったような幅の狭いパルスが発出されないようにするために、実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置においては、比較器4～9、NAND回路1～16、AND回路21、23、25およびNAND回路22、24、26により、同時にパルス幅T_xのパルスを出力する場合には、比較器5～54の出力を停止する。

【0037】比較器4～6で、3相指令値U、V、Wと第1の基準電圧V_Hとを比較し、電圧が同一になる相との積により最大値側のパルス幅T_xのパルスを出力する。また、比較器7～9で、3相指令値U、V、Wと後述の第2の基準電圧V_Lとを比較し、電圧が同一になる相との積により最小値側のパルス幅T_xのパルスを出力する。

【0038】統いて、NAND回路11は比較器4の出力と比較器6の出力とからU相正側、W相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上（パルス幅T_xのパルス出力が必要となる）の場合に0を出し、NAND回路12は比較器7の出力と比較器9の出力とからU相負側、W相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下（パルス幅T_xのパルス出力が必要となる）の場合に0を出力する。また、NAND回路13は比較器4の出力と比較器5の出力とか

らU相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合に0を出力し、NAND回路1 4は比較器8の出力と比較器7の出力とからU相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合に0を出力する。また、NAND回路1 5は比較器6の出力と比較器5の出力とからW相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合に0を出力し、NAND回路1 6は比較器9の出力と比較器5の出力とからW相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合に0を出力する。

【0039】統一して、AND回路2 1は、NAND回路1 1でU相正側、W相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合、またはNAND回路1 3でU相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合には、比較器5 2からの制御信号がオンの指令であっても、スイッチング素子4 1をオフの指令とする。また、AND回路2 3は、NAND回路1 3でU相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合、またはNAND回路1 5でW相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合には、比較器5 3からの制御信号がオンの指令であっても、スイッチング素子4 3をオフの指令とする。また、AND回路2 5は、NAND回路1 1でU相正側、W相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合、またはNAND回路1 5でW相正側、V相正側が同時に第1の基準電圧V_H以上の場合には、比較器5 4からの制御信号がオンの指令であっても、スイッチング素子4 5をオフの指令とする。また、NAND回路2 2は、NAND回路1 2でU相負側、W相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合、またはNAND回路1 4でU相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合には、比較器5 4からの制御信号がオフの指令であっても、スイッチング素子4 2をオフの指令とする。また、NAND回路2 4は、NAND回路1 4でU相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合、またはNAND回路1 6でW相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合には、比較器5 3からの制御信号がオフの指令であっても、スイッチング素子4 4をオフの指令とする。また、NAND回路2 6は、NAND回路1 2でU相負側、W相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合、またはNAND回路1 6でW相負側、V相負側が同時に第2の基準電圧V_L以下の場合には、比較器5 4からの制御信号がオフの指令であっても、スイッチング素子4 6をオフの指令とする。

【0040】上述のように、図2 (e) に示すパルス幅T_xのパルスにより、図2 (b)、(c) に示した幅の狭いパルスP_{U1}、P_{W1}を消去することにより、電動機3 6の端子U2、W2間の電圧波形は図2 (f) に示すようになる。4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}が発生する原因となるパルスP_{U1}、P_{W1}はパルス幅が狭いこと、またパルスP_{U1}の電圧の極性とパルスP_{W1}の電圧の極性とは逆であり、お互いに相殺して0になること、さら

に、t_{sg1}は出力電圧がゼロの部分であることから、パルスP_{U1}、P_{W1}の出力を停止することによる出力電圧の影響はほとんど無い。

【0041】実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置においては、3相指令値が同一の電圧になる相のスイッチングパルスをパレス幅T_xの間停止するので、スイッチング電圧の約4倍の大きさとなるサージ電圧が発生することを防止することができる。

【0042】図3はこの発明の実施の形態1に係るインバータ制御装置の運転中における各種電圧波形を示す図で、電圧パルスの出力を停止する区間であるパレス幅T_xと他の電圧波形との関係を示すものである。図において、(a) は電動機3 5の端子U2、W2間の電圧波形、(b) はインバータ制御装置1 aの端子U1、W1間の電圧波形である。

【0043】3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時において、三角波信号の頂点が重なった場合に発生する4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}は、ケーブルの伝送時間の10倍くらいでもかなり減衰しているが、サージ電圧がほぼ0に減衰する振動回数は数百回であり、ケーブルの伝送時間の20倍程度に相当する。ただし、損失の少ないケーブルではケーブルの伝送時間の30倍くらいが正常なものもある。ケーブルの伝送時間は、図9のケーブル長300mではT_d=1.8μs、また図10のケーブル長100mではT_d=0.6μsである。3相指令値の内2相の指令値が同一になる時点を中心にして、同一直線になった2相に該当するスイッチング素子の制御信号を停止する区間であるパレス幅T_xは、三角波信号の1周期以内とし、かつ、4倍の高電圧となるサージ電圧V_{sg1}が減衰する時間が必要となる。サージ電圧が減衰する時間は、長さ100mのケーブルの場合では1.8μs程度、また長さ300mのケーブルの場合では4.0μs程度であることから、パレス幅T_xを8.0μsとすれば、長さ100m～300mのケーブルの場合に対応できる。

【0044】図4はこの発明の実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置において、3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時で、かつ三角波信号の頂点が重なった時t_{sg1}に、パレス幅T_xの区間だけ出力を停止する補正処理を実行した場合の各種電圧波形を示す図で、(a) はインバータ制御装置1 aの出力端子U1、W1間の電圧波形、(b) は上記の出力電圧波形(a) のキャリア成分を取り除いた出力電圧の基本波成分、(c) はU、V、W各相の3相指令値である。

【0045】また、従来例である図1 2においては、線間電圧の極性が変わると同時に他の1相の電圧指令値は最大値、最小値であったが、実施の形態1では図4 (c) のC1 0、C1 1、C1 2、C2 1、C2 2、C3 1、C3 2に示すように、線間電圧の極性が変わる時点における他の1相の電圧指令値を、最大値、最小値か

ら離れた値としたため、図2 (b)、(c)に示した幅の狭いパルス P_{U1} 、 P_{W1} が output されることはない。

【0046】実施の形態1においては、3相指令値の内2相の指令電圧が一致した時で、かつ三角波信号の頂点が重なった時 t_{sg1} に、 t_{sg1} を中心としたパルス幅 T_x の区間はU相のパルスおよびW相のパルスの出力を停止することにより、4倍の高電圧となるサージ電圧 V_{sg1} が発生しないようにしたものである。

【0047】実施の形態2、図5はこの発明の実施の形態2に係るPWMインバータ制御装置としてのPWMインバータ制御装置の構成を示す図である。図において、4~9、1~16、2~26、3~33、35、36、4~46、5~54は、図1と同様であり、その説明を省略する。また、1bはPWM駆動装置としてのPWMインバータ制御装置、2bはインバータ部3のスイッチング素子4~46をオン/オフする制御信号を出力する制御部である。また、27は3相指令値U、V、Wを基にキャリア周波数 f_1 を演算するキャリア周波数演算手段、28はキャリア周波数演算手段27から出力されたキャリア周波数 f_1 の三角波信号を出力する三角波発生器である。

【0048】図6はこの発明の実施の形態2に係るPWMインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図で、

(a) は3相指令値U、V、Wと三角波信号との関係を示す図、(b) はU相のパルス波形、(c) はW相のパルス波形、(d) は電動機3の端子U2、W2間の電圧波形である。図において、 t_1 、 t_2 は3相指令値U、V、Wのうち2相の指令値が同一電圧になる時点、 t_3 は三角波信号の底辺時間である。

【0049】図5、図6により実施の形態2に係るPWMインバータ制御装置における制御部2bの動作について説明する。ただし、3相指令値U、V、Wと三角波発生器28から出力される三角波信号とを比較し、インバータ部3のスイッチング素子4~46をオン/オフ制御する制御信号を作成する処理は従来例と同様であり、その説明を省略する。

【0050】三角波信号の位相を、図6 (a) の t_1 、 t_2 に示すように、3相指令値U、Wが振幅の最大側付近で同一電圧になる時点 t_1 には三角波信号の振幅の最小値となる(三角波信号の振幅の最大値が重ならない)ようになり、3相指令値U、Wが振幅の最小側付近で同一電圧になる時点 t_2 には三角波信号の振幅の最大値となる(三角波信号の振幅の最小値が重ならない)ようになる。3相指令値U、V、Wの内の2相が同一電圧になる時に、三角波信号の底辺の中心が一致する状態にすることにより、4倍の高電圧となるサージ電圧 V_{sg1} の原因となる幅の狭いパルス P_{U1} 、 P_{W1} (図2 (b)、(c)) が発生しないようにする。

【0051】3相指令値U、V、Wの内の2相が同一電

圧になる時点に、三角波信号の底辺の中心が一致する状態にするためには、三角波信号と3相指令値U、V、Wの周波数の関係は式1でなければならない。

$$f_1 = 6N \cdot f_0 + 3 \dots \dots \quad (式1)$$

ここで、 f_1 はキャリア周波数、Nは整数、 f_0 は出力周波数である。

【0052】一般的のPWMインバータ制御装置において、使用されているキャリア周波数 f_1 は $2 \sim 15\text{ kHz}$ であり、 $f_1 = 15\text{ kHz}$ の周期は $6.6 \cdot 7\mu\text{s}$ となるので、三角波信号の底辺時間 t_3 は $6.6 \cdot 7\mu\text{s}$ となる。一方、サージ電圧の振動は、図9に示すようにケーブル長 300 m の場合は $4.0\mu\text{s}$ 、また図10に示すようにケーブル長 1000 m の場合は $2.0\mu\text{s}$ でほとんど減衰しているので、次のサージ電圧が発生するまでにこのサージ電圧は減衰していることになり、次のサージ電圧は2倍のサージ電圧を越えることはない。最も高い周波数である $f_1 = 15\text{ kHz}$ においても、PWMインバータ制御装置で実用上使用する可能性のあるケーブル長 500 m 以下ではサージ電圧の振動が定常化した後に次のサージ電圧が発生し、2倍のサージ電圧を越えることはないので、安心して使用できるPWMインバータ制御装置を提供できる。

【0053】上述の実施の形態1では、図2 (a) に示すように3相指令値の内2相の指令電圧が一致した時で、三角波信号の頂点が重なる (t_{sg1}) 場合に、 t_{sg1} を中心としたパルス幅 T_x の区間はU相のパルスおよびW相のパルスの出力を停止することにより、4倍の高電圧となるサージ電圧 V_{sg1} が発生しないようにしたものであるが、実施の形態2では、図6 (a) に示すように3相指令値の内2相の指令電圧が一致した時で、三角波信号の頂点が重ならない (t_1 、 t_2) ように、三角波信号の位相およびキャリア周波数を制御するようにならね。

【0054】実施の形態3、図7はこの発明の実施の形態3に係るPWMインバータ制御装置における出力周波数 f_0 とキャリア周波数 f_1 との関係を示したものである。図において、 f_1 は3相指令値U、V、Wの電圧が三角波信号の最大値、最小値に達する出力周波数で、図では 4.0 Hz の例を示した。また、 f_2 、 f_3 は式1の関係で制御されるキャリア周波数 f_1 の直線である。出力周波数が、3相指令値U、V、Wの電圧が三角波信号の最大値、最小値に達する出力周波数 f_1 以下の周波数においては3相指令値U、V、Wの電圧は最大値に達しない。すなわち、3相指令値U、V、Wの内の2相が同一電圧になる点は、最大値または最小値から離れているために、図2 (b)、(c) に示すような幅の狭いパルス P_{U1} 、 P_{W1} が発生することがなく、4倍のサージ電圧が出ることはない。従って、出力周波数が f_1 以下 (図7の斜線の部分) の場合は、キャリア周波数 f_1 と出力周波数 f_0 を図6 (a) のように同期させることなく、

任意のキャリア周波数で、從来のインバータのPWM変調と同じように制御すれば良い。

【0055】出力周波数が、3相指令値U、V、Wの電圧が三角波信号の最大値、最小値に達する周波数 f_1 を越える場合、図2(b)、(c)に示すような幅の狭いパルス P_{ui} 、 P_{vi} が発生する可能性があり、式1の関係を保って同期させる制御を行う。 f_2 は式1において $N=41$ に設定した時の出力周波数 f_0 とキャリア周波数 f_1 との関係、 f_3 は式1において $N=20$ に設定した時の出力周波数 f_0 とキャリア周波数 f_1 との関係であり、直線 f_2 で出力周波数 $f_0=6\text{ Hz}$ の時はキャリア周波数 $f_1=1.4, 7.63\text{ Hz}$ 、直線 f_3 で出力周波数 $f_0=1.2\text{ Hz}$ の時はキャリア周波数 $f_1=1.4, 4.03\text{ Hz}$ とする。また、直線 f_2 で出力周波数 $f_0=6\text{ Hz}$ まで使用し、出力周波数 $f_0=6\text{ Hz}$ を超える時、直線 f_3 に切り換えて出力周波数 $f_0=1.2\text{ Hz}$ まで使用するようになりますにより、出力周波数 $f_0=1.2\text{ Hz}$ までキャリア周波数 f_1 を $7 \sim 15\text{ kHz}$ の間で制御が可能になる。

【0056】ところで、上記説明では、U相、W相について述べたが、U相、V相またはV相、W相の場合も同様であり、その説明を省略する。

【0057】また、上記説明では、ハードウェアで構成した回路構成による例で説明したが、等価的にソフトウェアによる演算によっても実現が可能である。

【0058】また、上記説明ではPWM駆動装置としてPWMインバータ制御装置の例で説明したが、電動機を可変速制御するサーボ制御装置などにも使用できる。

【0059】

【発明の効果】この発明は、以上説明したように構成されているので、以下に記載されるような効果を奏する。

【0060】この発明のPWM駆動装置は、スイッチング素子をブリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、制御部は、3相指令値の内2相の指令値が同一値になる時点を中心とし、三角波信号の1周期以内にある所定時間、同一値となった2相に該当するスイッチング素子の制御信号を停止するようにしたので、運転中に大きさがスイッチング電圧の約4倍に相当するサージ電圧が発生しないPWM駆動装置を得ることができる。

【0061】また、制御部は、PWM駆動装置と電動機とを接続するケーブルの長さを考慮した所定値を求め、3相指令値が最大値側にある場合は、三角波信号の最大値から所定値を減算して求めた第1の基準電圧と3相指令値と比較し、3相指令値が最小値側にある場合は、三角波信号の最小値から所定値を加算して求めた第2の基準電圧と3相指令値と比較することにより、スイッチ

グ素子の制御信号を停止する時間を演算するようにしたので、スイッチング素子の制御信号を停止する時間の変更が容易にできる。

【0062】また、この発明のPWM駆動装置は、スイッチング素子をブリッジ接続し、直流電力を可変周波数、可変電圧の交流電力に変換するインバータ部と、3相指令値と三角波信号との比較演算により、インバータ部のスイッチング素子をオン／オフ制御する制御信号を出力する制御部と、有し、電動機を駆動制御するPWM駆動装置において、制御部は、3相波信号の周波数を変更するとともに、3相指令値の内2相の指令値が振幅の最大側付近で同一値になる時点には三角波信号の振幅の最小値となるように、また3相指令値の内2相の指令値が振幅の最小側付近で同一電圧になる時点には三角波信号の振幅の最大値となるように、3相波信号の位相を制御するようにならうので、運転中に大きさがスイッチング電圧の約4倍に相当するサージ電圧が発生しないPWM駆動装置を得ることができる。

【0063】さらに、制御部は、三角波信号の周波数を f_1 、出力周波数を f_0 とした場合、下式により三角波信号の周波数の所定の範囲内で、3相指令値の内2相の指令値が振幅の最大側付近で同一値になる時点には三角波信号の振幅の最小値となり、また3相指令値の内2相の指令値が振幅の最小側付近で同一電圧になる時点には三角波信号の振幅の最大値となる三角波信号を容易に得ることができる。

$$f_1 = 6N \cdot f_0 + 3 \quad (\text{ただし、} N \text{は整数})$$

【0064】さらにまた、制御部は、出力周波数が f_0 と3相指令値の最大値が三角波信号の最大値となる周波数以上となる場合に、下式により三角波信号の周波数を変更するようにしたので、効率のよい制御ができる。

$$f_1 = 6N \cdot f_0 + 3 \quad (\text{ただし、} N \text{は整数})$$

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施の形態1に係るPWM駆動装置としてのPWMインバータ制御装置の構成を示す図である。

【図2】この発明の実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図である。

【図3】この発明の実施の形態1に係るインバータ制御装置の運転中における各種電圧波形を示す図で、電圧パルスの出力を停止する区間であるパルス幅 T_x と他の電圧波形との関係を示すものである。

【図4】この発明の実施の形態1に係るPWMインバータ制御装置において、3相指令値の内2相の指令値電圧が一致した時で、かつ三角波信号の頂点が重なった時 t_{sgj} に、パルス幅 T_x の区間だけ出力を停止する補正処理を実行した場合の各種電圧波形を示す図である。

【図5】この発明の実施の形態2に係るPWMインバータ制御装置としてのPWMインバータ制御装置の構成

を示す図である。

【図6】 この発明の実施の形態2に係るPWMインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図である。

【図7】 この発明の実施の形態3に係るPWMインバータ制御装置における出力周波数 f_o とキャリア周波数 f_c との関係を示したものである。

【図8】 従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムの構成を示す図である。

【図9】 従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、長さ300mのケーブル35を使用した時のインバータ制御装置30および電動機36の端子電圧波形を示す図である。

【図10】 従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、長さ100mのケーブル35を使用した時のインバータ制御装置30および電動機36の端子電圧波形を示す図である。

【図11】 従来のインバータ制御装置による電動機駆動システムにおいて、インバータ制御装置の運転時にお

けるインバータ制御装置30および電動機36の端子電圧波形を示す図である。

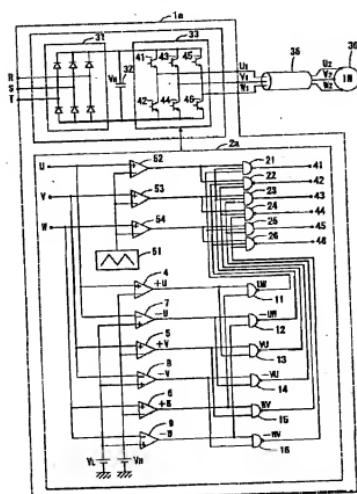
【図12】 従来のインバータ制御装置の各種電圧波形を示す図である。

【図13】 従来のインバータ制御装置の運転中におけるインバータ制御装置30および電動機36の各種電圧波形を示す図である。

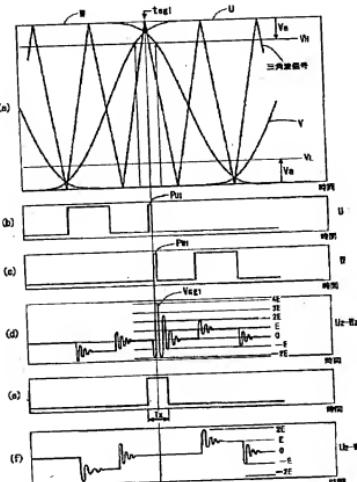
【符号の説明】

1 a, 1 b PWMインバータ制御装置、 2 a, 2 b 制御部、 4 ~ 6 比較器、 7 ~ 9 比較器、 1 1 ~ 1 6 NAND回路、 2 1, 2 3, 2 5 AND回路、 2 2, 2 4, 2 6 NAND回路、 2 7 キャリア周波数演算手段、 2 8 三角波発生器、 3 0 インバータ制御装置、 3 1 コンバータ部、 3 2 コンデンサ、 3 3 インバータ部、 3 4 制御部、 3 5 ケーブル、 3 6 電動機、 5 1 三角波発生器、 5 2, 5 3, 5 4 比較器、 5 5, 5 6, 5 7 NOT回路。

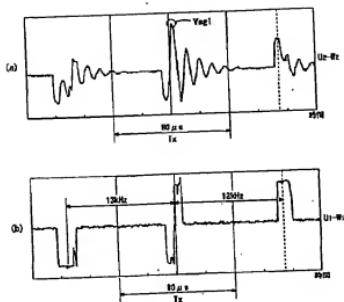
【図1】



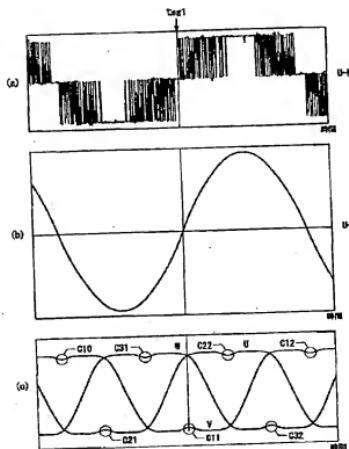
【図2】



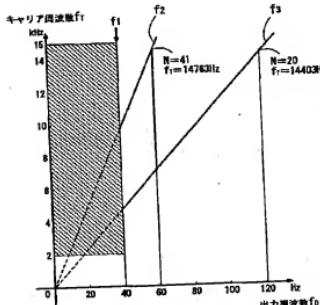
【図3】



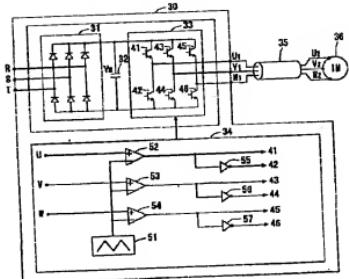
【図4】



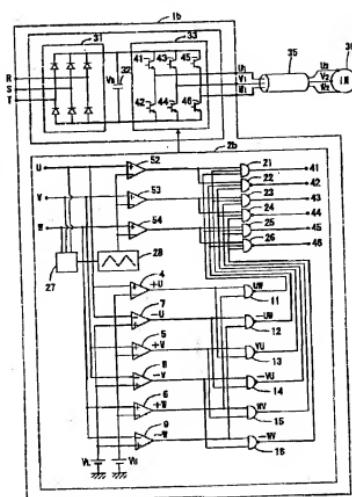
【図7】



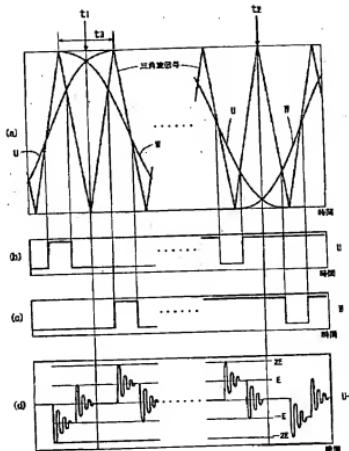
【図8】



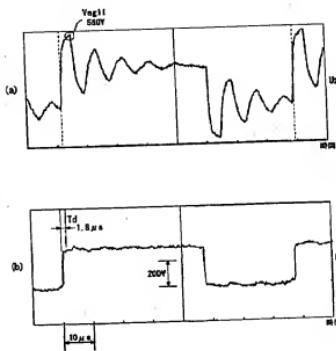
【図5】



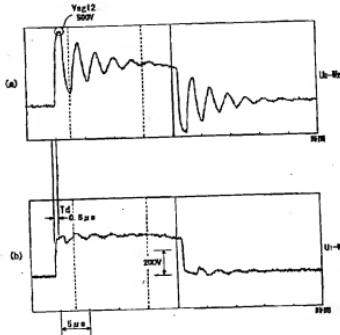
【図6】



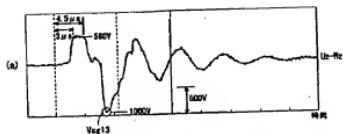
【図9】



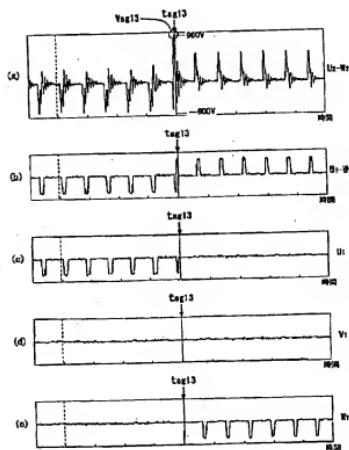
【図10】



[图 11]



[图 1-3-1]



[図12]

